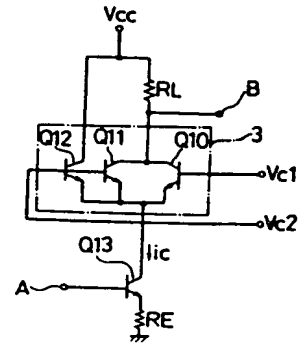


(54) VARIABLE GAIN AMPLIFIER

(11) 60-97712 (A) (43) 31.5.1985 (19) JP
 (21) Appl. No. 58-206536 (22) 1.11.1983
 (71) MITSUBISHI DENKI K.K. (72) YASUNORI SAKAGUCHI
 (51) Int. Cl. H03G3/02

PURPOSE: To decide the variable gain range depending on the emitter area ratio by providing one set of resistors deciding the gain and also providing a current dividing circuit comprising transistors (Tr) having a prescribed emitter area.

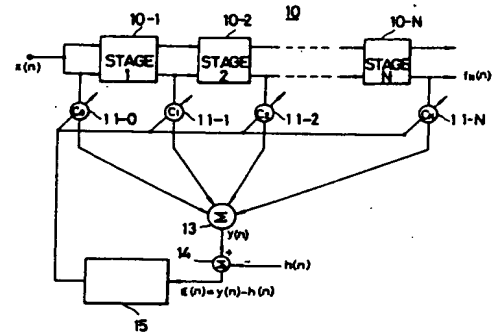
CONSTITUTION: When the driving voltage is given as $V_{c1} > V_{c2}$, a TrQ10 is turned on and Trs Q11, Q12 are turned off, then a signal current i_c flows all via a load resistor RL. In case of $V_{c1} < V_{c2}$, the TrQ10 is turned off and the Trs Q11, Q12 are turned on. The relation of $i_{c1} = N \cdot i_c / (1 + N)$, $i_{c2} = i_c / (1 + N)$ is obtained, where i_{c1} is a signal current flowing to the load resistor RL in the signal current i_c and i_{c2} is other signal current and N is the emitter area ratio of the TrQ11 to the Q12. Thus, the voltage gain A_{v2} is decided by the N and an optional gain range is selected.

**(54) AUTOMATIC EQUALIZER**

(11) 60-97713 (A) (43) 31.5.1985 (19) JP
 (21) Appl. No. 58-204853 (22) 2.11.1983
 (71) CANON K.K. (72) TOSHIHIRO FURUKAWA
 (51) Int. Cl. H03H15/00, H03H17/00, H04B3/04

PURPOSE: To attain high speed convergence with ease of setting change and with a short processing time by using a grating filter as a linear forecast filter in an automatic equalizer.

CONSTITUTION: An input signal series $x(n)$ is inputted to a filter stage 10-1 of the grating filter 10, an input and an output of filter stages 10-1~10-N are extracted via variable coefficient multipliers 11-0~11-N, superimposed by an adder 13 and become a signal $y(n)$. The signal $y(n)$ is inputted to a subtractor 14, a difference signal $\varepsilon(n)$ with a desired output signal $h(n)$ is inputted to an L-M-S algorithm 15 and the coefficients of the variable coefficient multipliers 11-0~11-N are controlled so that an output signal $f_N(n)$ is optimised from the result of the operation. When one stage of the grating filter 10 is desired to be increased as $(N+1)$ stages, it has only to decide K_{N+1} only while remain the PARCO coefficient K_p as it is.

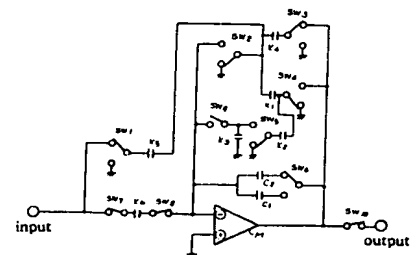
**(54) AMPLITUDE EQUALIZER**

(11) 60-97714 (A) (43) 31.5.1985 (19) JP
 (21) Appl. No. 58-204871 (22) 2.11.1983
 (71) OKI DENKI KOGYO K.K. (72) TOMOKAZU KOMAZAKI(2)
 (51) Int. Cl. H03H19/00

PURPOSE: To obtain an amplitude equivalent device with less number of components and less DC offset by providing an operational amplifier whose non-inverting input terminal is common potential point or the like.

CONSTITUTION: The operational amplifier M whose non-inverting input terminal is connected to a common potential point, 1st~5th capacitors $K_1 \sim K_5$, and the 1st switching means SW1 switching signal input terminals and the common potential point and connecting them to the other end of the 1st capacitor K_1 or the like are provided. A transfer function $T_2(Z^{-1})$ of the circuit in the Z region is expressed by equation, where $N_2 = K_5(1 + K_1) - (2K_5 + K_1K_5 - K_2K_5)Z^{-1} + K_5Z^{-2}$, $D_2 = 1 + K_1 - (2 + K_1 - K_2K_1)Z^{-1} + Z^{-2}$, $Z = e^{j\omega T}$, $C_1 = C_2 = 1.0$, $K_2 = K_3$ and $T = 1/f_c$ (f_c : clock frequency). The DC offset $V_{out}(0)$ of the circuit is decreased by increasing the K_1 .

$$T_2(Z^{-1}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{N_2}{D_2}$$



⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭60-97713

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和60年(1985)5月31日

H 03 H 15/00

8124-5J

H 04 B 17/00

8124-5J

H 04 B 3/04

A-6866-5K 審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 自動等化装置

⑯ 特 願 昭58-204853

⑰ 出 願 昭58(1983)11月2日

⑱ 発 明 者 古 川 利 博 東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キヤノン株式会社内

⑲ 出 願 人 キヤノン株式会社 東京都大田区下丸子3丁目30番2号

⑳ 代 理 人 弁理士 加 藤 卓

明 細 書

1. 発明の名称

自動等化装置

2. 特許請求の範囲

線形予測フィルタとして格子型フィルタを用いることを特徴とする自動等化装置。

3. 発明の詳細な説明

〔技術分野〕

本発明は自動等化装置、特に線形予測フィルタを用いる自動等化装置に関するものである。

〔従来技術〕

従来、デジタル伝送の分野において、種々の自動等化手段が提案されているが、それらの多くは基本的にFIR(非逐回型)デジタルフィルタを線形予測フィルタとして用いている。FIRフィルタを用いてシステムを構成するのは比較的簡単かつ安価であるが、等化次数を変更する際に、係数を全て計算し直さねばならない等作業時間が長くなる、という欠点がある。

またこのような従来装置では係数丸め誤差によ

り生じる係数感度起因する特性劣化、及び収れん速度などに若干の問題があった。

〔目 的〕

本発明は以上の従来例の欠点を解消すべく成されたもので、設定変更が容易で、処理時間が短かく高速収れんの可能な自動等化装置を提供することを目的とする。

〔実施例〕

以下、図面に示す実施例に基づき本発明を詳細に説明する。

図1図に一般的な波形伝送の等化方法を簡単に説明する。

送信信号18は伝送路16上を伝搬してくると、伝送路16の特性により歪んだ信号19に変換される。一般に、この信号19は復元のための等化器17に入力され、送信信号18とほぼ等価とみなすことができる出力信号20を得るようになる。

本発明はこのように用いられる等化器17に関するものであり、本発明では特に格子型フィルタ

を用いた線形予測により等化を行なう。

以下第2図以降を参照して詳細に説明する。

第2図は本発明に用いられる格子型フィルタ (Lattice Filter) の構成を示す。同図において符号1で示されるものはシフトレジスタなどから構成されるサンプル遅延器、2は加算器、3は乗算器 (係数掛算器) で、これらはデジタル回路により構成される。

このような格子型フィルタの1区間は第3図に示すように構成される。すなわち原信号成分とそのサンプル遅延器1による遅延成分とにそれぞれ所定の係数 $K_m^{(0)}$ 、 $K_m^{(1)}$ を乗算器3、3により乗算した後、それぞれもう一方の系列に加算器2、2を用いて加算する。このようなフィルタを多段連結することにより格子型フィルタが構成される。

P次の線形予測においては信号 $x(n)$ をそれ以前のP個の標本を用いてそれらの線形結合

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^P a_k(n) x(n-k) \quad \dots\dots\dots (1)$$

によつて $x(n)$ の予測 (前向き予測) を行う。

$a_k^{(0)} (k=1, 2, \dots, P)$ は線形予測係数であり、 $x(n)$ と $\hat{x}(n)$ の差

$$e_p(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \sum_{k=1}^P a_k^{(0)} x(n-k), \quad a_0 = 1 \quad \dots\dots\dots (2)$$

を前向き予測誤差とする

一方第2図および第3図において、

$$\left. \begin{aligned} f_0(n) &= a_0(n) = x(n) \\ f_m(n) &= f_{m-1}(n) + k_m \cdot g_{m-1}(n-1) \\ g_m(n) &= k_m \cdot f_{m-1}(n) + g_{m-1}(n-1) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3)$$

但し、乗算器3において掛け合わされる係数は $k_m^{(0)} = k_m^{(0)} = k_m$ であり、この k_m は PARCOR (Partial Correlation) 係数である。

ここで前向き予測誤差と対応する後向き予測誤差 $e_p'(n)$ を定義しておく。

$$\begin{aligned} e_p'(n) &= x(n - (p+1)) - \hat{x}(n - (p+1)) \\ &= x(n - (p+1)) - \sum_{j=1}^p B_j \cdot x(n-j) \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

B_j は後向き予測係数である。但し $B_{p+1} = 1$

入力信号 $x(n)$ が定常であれば

$$B_j = a_{p+1-j} \quad \dots\dots\dots (5)$$

が成り立つ。PARCOR 係数 $k_{m+1}(1)$ 、

$$k_{m+1} = \frac{e_p(n) \cdot e_p'(n)}{(\sum_{k=0}^p a_k^2(n))^{\frac{1}{2}} (\sum_{j=1}^p B_j^2(n))^{\frac{1}{2}}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

で表わされる。

ここで $\{a_k\}$ 、 $\{B_j\}$ は前向きおよび後向きの予測誤差 $e_p(n)$ 、 $e_p'(n)$ をそれぞれ最小にする条件で求められた予測係数であり、

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_{p-1} \\ r_1 & r_0 & & r_{p-2} \\ & & \ddots & \\ r_{p-1} & r_{p-2} & \dots & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_p \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

以上式を満足するものである (但し $r_l = x(n) \cdot x(n+l)$)。

また前向き誤差 $e_p(n)$ の自乗平均を u_p 、 $e_p(n)$ と

後向き誤差 $e_p'(n)$ の相互相関を w_p とすれば、

$$u_p = \overline{(x(n) - \hat{x}(n))^2} = \overline{\left(\sum_{k=1}^p a_k x(n-k) \right)^2} = \sum_{k=1}^p r_{k,k} a_k^2 \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\begin{aligned} w_p &= \overline{(x(n) - \hat{x}(n)) (x(n - (p+1)) - \hat{x}(n - (p+1)))} \\ &= \overline{\left(\sum_{k=1}^p a_k x(n-k) \right) \left(\sum_{j=1}^p B_j x(n-j) \right)} = \sum_{k=1}^p a_k r_{p+1-k} \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

となる。

(8)、(9)式、および自己相関行列の対称性より

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_0 & & & \\ & & \ddots & & \\ r_{p+1} & & & & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_p \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_0 & & & \\ & & \ddots & & \\ r_{p+1} & & & & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_p \\ a_{p-1} \\ \vdots \\ a_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_p \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ u_p \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (11)$$

(10) × k_{p+1} - (11) より

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_p & r_{p+1} \\ r_1 & r_0 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & r_p & r_{p+1} \\ r_{p+1} & r_p & \dots & r_1 & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - 0 \\ a_1 - k_{p+1}a_p \\ a_2 - k_{p+1}a_{p-1} \\ \vdots \\ a_p - k_{p+1}a_1 \\ 0 - k_{p+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_p - k_{p+1}a_p \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ u_p - k_{p+1}a_p \end{bmatrix} \quad (12)$$

が成り立つ。

故に(10)式、(12)式の各項を比較して

$$a_p(m) - k_{m+1} \cdot a_{m+1} = a_1(m), 0 \leq m \leq p \quad (13)$$

が成り立つ。

以上より、

$$f_p(m) = \sum_{k=0}^p a_k \cdot x(n-k), g_p(m) = \sum_{k=0}^p a_{p-k} \cdot x(n-k) \quad (14)$$

と置くことができる。

(14)式において $f_p(m)$ は p 次線形前向き誤差、 $g_p(m)$ は後向き誤差を与える。

前向き誤差 $f_p(m)$ と後向き誤差 $g_p(m)$ の2乗平均値の和 $E[f_p^2(m)] + E[g_p^2(m)]$ を最小にするような k_p の値 k_p^* を決定する Burg の方法より k_p^* は

$$k_p^* = \frac{2E[f_{p-1}(m) \cdot g_{p-1}(m)]}{E[f_{p-1}^2(m)] + E[g_{p-1}^2(m)]} \quad p=1, 2, \dots, N \quad (15)$$

で与えられ、入力系列 $x(m)$ が定常である時、

$$a_p = E[f_p^2(m)] = E[g_p^2(m)] = \sum_{k=0}^p \sum_{l=0}^p a_k^* \cdot a_l^* \cdot r(k-l) \quad (16)$$

が成り立つ。但し、 $r(l) = E[x(m) \cdot x(m+l)]$ である。

この時(15)式を用いると k_p^* が a_p を最小とするような線形予測係数 a_k^* を得ることが出来る。

以上より a_p を順次最小化するようにして得られる PARCOR 係数 k_p ($p=1, 2, \dots, N$) が最適な p 次線形予測を与えることがわかる。即ち以上より格子型フィルタを一段増やして $(N+1)$ 段とした時には k_p はそのままとし k_{N+1} のみを新たに決定するだけでよい。

次に第4図に本発明の格子型フィルタを用いた自動等化装置の一実施例を示す。

同図において符号10で示されるのは前述の格子型フィルタで、第3図に示した一区間に対応する直列に配置されたフィルタ段10-1~10-Nで構成される。入力信号系列 $x(m)$ はフィルタ段10-1に入力され、各段の出力は可変係数乗算器1-

0~10-Nを介して取り出され、加算器13で重畳され信号 $y(m)$ を得る。

さらに信号 $y(m)$ は減算器14に入力され、減算器14の出力に希望出力信号 $h(m)$ との差信号 $e(m) (= y(m) - h(m))$ を得る。信号 $e(m)$ は L・M・S・アルゴリズム15に入力され、その演算結果により出力信号10-0~10-Nの係数が制御される。

L・M・S・(Least Means Square) アルゴリズムは後述するような最小2乗法の演算を行なうもので、コンピュータおよびそのソフトウェアなどにより構成することができる。

以上の構成において、信号系列 $y(m)$ は前記の(14)式から、

$$\begin{aligned} y(m) &= c_0 \cdot x(m) + c_1 \cdot f_1(m) + c_2 \cdot f_2(m) + \dots + c_N \cdot f_N(m) \\ &= (c_0 + c_1 + c_2 + \dots + c_N) \cdot x(m) \\ &\quad + a_1 (c_1 + c_2 + \dots + c_N) \cdot x(m-1) \\ &\quad + \dots + a_N \cdot c_N \cdot x(m-N) \quad (17) \end{aligned}$$

と表わすことができる。ここで(17)式の両辺の z 変換をとると、

$$Y(z) = \sum_{i=0}^N c_i \cdot x(z) + a_1 \sum_{i=1}^N c_i \cdot z^{-1} \cdot x(z) + a_2 \sum_{i=2}^N c_i \cdot z^{-2} \cdot x(z) + \dots + a_N \cdot c_N \cdot z^{-N} \cdot x(z)$$

従つて、

$$H(z) = Y(z)/X(z) = \sum_{i=0}^N c_i + a_1 \sum_{i=1}^N c_i z^{-1} + a_2 \sum_{i=2}^N c_i z^{-2} + \dots + a_N \cdot c_N \cdot z^{-N} \quad (18)$$

$$\text{但し } y(m) \xrightarrow{z} Y(z), \quad x(m) \xrightarrow{z} X(z)$$

よつて第4図の構成のシステム関係は(18)式で表わされる。

また $e_k = y_k - h_k$ の平均自乗誤差 $\overline{e_k^2}$ を最小にする最適な係数 matrix $C^* = (c_0^*, c_1^*, \dots, c_N^*)$ は最大傾斜法により、

$$C^* = R^{-1} \cdot P \quad (19)$$

で与えられる。

$$\text{但し } R = E[f_1 f_1] = E \begin{bmatrix} f_1 & f_1 & \dots & f_N & f_1 \\ f_1 & f_2 & & & \\ & f_2 & f_2 & & \\ & & \ddots & & \\ f_1 & f_N & \dots & f_N & f_N \end{bmatrix} \quad (20)$$

但し、 $E(f_i, f_j) = \begin{cases} 0 & (i \neq j) \\ \neq 0 & (i = j) \end{cases}$ であるものとする。

$$P = E[f_k, h_k] = E \begin{bmatrix} h_k \cdot f_1 \\ h_k \cdot f_2 \\ \vdots \\ h_k \cdot f_N \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (21)$$

である。

一方、ここで参考のためFIRフィルタを用いた場合の解析を以下に示す。

第5図に示す構成は、サンプル遅延器1を用いて構成したFIRフィルタの各段の出力を可変係数乗算器11-0~11-Nを介して取り出し、加算器13により累積し、その出力信号y(n)を前記同様の減算器14で希望出力信号h(n)との差信号e(n)に基づきL.M.S.アルゴリズム15により各可変係数乗算器11-0~11-Nの乗算を制御するものである。ここで、信号y(n)は次の式により表わされる。

$$y(n) = \sum_{i=0}^N d_i x(n-i), d_0 = 1 \quad \dots\dots\dots (22)$$

である。

第4図の構成では同、24式を満足するように係数が設定されるので、以上から、格子型フィルタを用いて従来のFIRフィルタを用いた場合と同様の等化を行なえることがわかる。

しかも、前述したようにフィルタの次数を変更する場合には変更部分の係数のみを変えれば良く、さらにFIRフィルタを用いるのに比して高速な取れん、処理が可能となる。

〔効果〕

以上の説明から明らかなように、本発明によれば、線形予測フィルタとして格子型フィルタを用いることにより、設定変更のためフィルタ次数を増減する場合にはその部分の係数のみを考慮すれば良く、従来例に比して調整がより簡単かつ自由に行なえるとともに、高速取れんの可能な優れた自動等化装置を提供することができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は等化器の使用例を説明するブロック図、第2図は本発明の自動等化装置に用いられる格子

22式をz変換すると

$$Y(z) = d_0 x(z) + d_1 x(z)z^{-1} + d_2 x(z)z^{-2} + \dots + d_N x(z)z^{-N}$$

よつて $H(z) = Y(z)/x(z) = d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} +$

$$+ d_N z^{-N} \quad \dots\dots\dots (23)$$

となり、L.M.S.アルゴリズム15において

誤差e(n)を最小にする最適な係数マトリクスD*

($= [d_0^*, d_1^*, \dots, d_N^*]$)は、

$$D^* = S^{-1} \cdot Q \quad \dots\dots\dots (24)$$

で与えられる。

但し、

$$S = E[x_i, x_j] = E \begin{bmatrix} x_1 \cdot x_1 & x_1 \cdot x_2 & \dots & x_1 \cdot x_N \\ x_1 \cdot x_2 & x_2 \cdot x_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ x_1 \cdot x_N & \dots & \dots & x_N \cdot x_N \end{bmatrix} \quad (25)$$

かつ

$$Q = E[x_i, h_k] = E \begin{bmatrix} x_1 \cdot h_k \\ x_2 \cdot h_k \\ \vdots \\ x_N \cdot h_k \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (26)$$

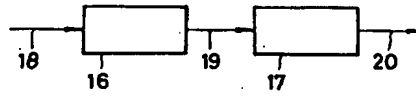
型フィルタの構成を示すブロック図、第3図は第2図の格子型フィルタの一区間の構成を示すブロック図、第4図は本発明の自動等化装置の一実施例を説明するブロック図、第5図は本発明装置の動作を説明するための参考ブロック図である。

- | | |
|-------------|---------------------|
| 1 … サンプル遅延器 | 2, 13 … 加算器 |
| 3 … 乗算器 | 11-0~11-N … 可変係数乗算器 |
| 14 … 減算器 | 15 … L.M.S.アルゴリズム |

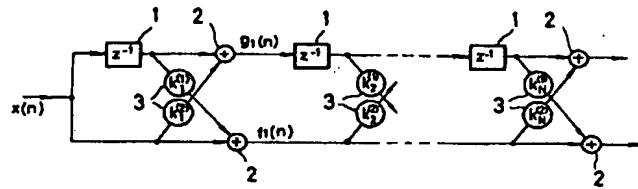
特許出願人 キヤノン株式会社

代理人 弁理士 加藤 卓

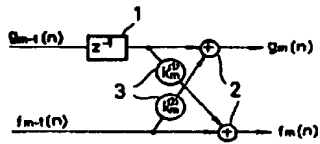
第 1 圖



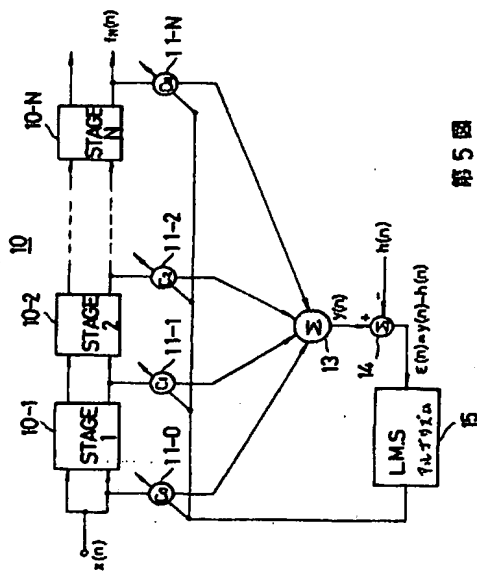
第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖



第 5 圖

